

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE



Applicants : Eiji SATO et al.
Serial No. : To Be Assigned
Filed : Herewith
For : MOTOR DRIVER CIRCUIT AND METHOD OF
CONTROLLING THE MOTOR DRIVER CIRCUIT

Group Art Unit : To Be Assigned

Examiner : To Be Assigned

Assistant Commissioner of Patents
Washington, D.C. 20231

CLAIM TO CONVENTION PRIORITY UNDER 35 U.S.C. § 119

SIR:

The Convention Priority Date of Japanese Patent Application No. 2001-026377 was filed on February 2, 2001, and was claimed in the Declaration/Power of Attorney filed with the application on January 23, 2002. To complete the claim to the Convention Priority Date of said Japanese Patent Application, a certified copy thereof is submitted herewith.

Respectfully submitted,

Dated: January 23, 2002

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Mark H. Neblett".

Mark H. Neblett
(Registration No. 42,028)

KENYON & KENYON
1500 K Street, N.W., Suite 700
Washington, DC 20005
Tel: (202) 220-4200
Fax: (202) 220-4201
DC395976v1

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 2月 2日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-026377

出 願 人

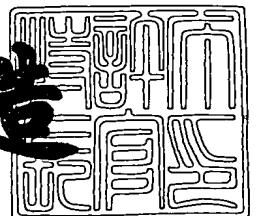
Applicant(s):

株式会社豊田中央研究所
トヨタ自動車株式会社

2001年 8月17日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3072860

【書類名】 特許願

【整理番号】 TC1-0504

【提出日】 平成13年 2月 2日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02P 21/00

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1 番地の1 株
 式会社豊田中央研究所内

 【氏名】 中井 英雄

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1 番地の1 株
 式会社豊田中央研究所内

 【氏名】 大谷 裕樹

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県豊田市トヨタ町1 番地 トヨタ自動車株式会社内

 【氏名】 佐藤 栄次

【特許出願人】

 【識別番号】 000003609

 【氏名又は名称】 株式会社豊田中央研究所

【特許出願人】

 【識別番号】 000003207

 【氏名又は名称】 トヨタ自動車株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100075258

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 吉田 研二

 【電話番号】 0422-21-2340

【選任した代理人】

 【識別番号】 100081503

【弁理士】

【氏名又は名称】 金山 敏彦

【電話番号】 0422-21-2340

【選任した代理人】

【識別番号】 100096976

【弁理士】

【氏名又は名称】 石田 純

【電話番号】 0422-21-2340

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 001753

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ駆動回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力される電圧指令値に応じて、永久磁石モータへの供給電流を生成するインバータと、

モータの駆動電流を検出するモータ駆動電流検出手段と、

検出したモータ駆動電流から励磁電流成分である d 軸電流と、トルク成分である q 軸成分を検出する電流検出手段と、

検出した d 軸電流と、 q 軸電流と、これら d 軸電流と q 軸電流の指令値との d 軸電流偏差と、 q 軸電流偏差を算出する電流偏差算出手段と、

得られた d 軸電流偏差と、 q 軸電流偏差とに基づいて、モータへの q 軸入力電圧からの影響を受けず d 軸入力電圧の影響を受ける d 軸偏差信号と、モータへの d 軸入力電圧からの影響を受けず q 軸入力電圧の影響を受ける q 軸偏差信号を算出する非干渉手段と、

得られた d 軸偏差信号と、 q 軸偏差信号に基づいて、これら d 軸偏差信号、 q 軸偏差信号が 0 になるようにインバータを制御する制御手段と、

を有することを特徴とするモータ駆動回路。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の回路において、

前記非干渉手段は、下式に応じて算出した x d を d 軸偏差信号、 x q を q 軸偏差信号として出力することを特徴とするモータ駆動回路。

【数 1】

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R - \omega_d L_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R - \omega_d L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j_d \\ j_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \omega_d L_d & 0 \\ 0 & \omega_d L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dr} - i_d \\ i_{qr} - i_q \end{pmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} j_d \\ j_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\omega_d & 0 \\ 0 & -\omega_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j_d \\ j_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \omega_d & 0 \\ 0 & \omega_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dr} - i_d \\ i_{qr} - i_q \end{pmatrix} \quad \dots(1)$$

ここで、 i d : d 軸電流、 i q : q 軸電流、 i d r : d 軸電流指令値、 i q r : q 軸電流指令値、 v d : d 軸電圧（モータに実際に加わる電圧）、 v q : q 軸電圧（モータに実際に加わる電圧）、 L d : モータの d 軸インダクタンス、 L q : モータの q 軸インダクタンス、 R : モータの抵抗値、 ω : モータのロータ角速

度、 Φ ：モータの永久磁石による鎖交磁束数、 x_d ：非干渉化器の d 軸偏差出力、 x_q ：非干渉化器の q 軸偏差出力、 j_d ：非干渉化器の d 軸状態量、 j_q ：非干渉化器の q 軸状態量、 ω_d ：係数である。

【請求項 3】 入力される電圧指令値に応じて、永久磁石モータへの供給電流を生成するインバータと、

モータの駆動電流を検出するモータ駆動電流検出手段と、

検出したモータ駆動電流から励磁電流成分である d 軸電流と、トルク成分である q 軸成分を検出する電流検出手段と、

検出した d 軸電流と、q 軸電流と、これら d 軸電流と q 軸電流の指令値との d 軸電流偏差と、q 軸電流偏差を算出する電流偏差算出手段と、

得られた d 軸電流偏差と、q 軸電流偏差とに基づいて、低周波領域において、モータへの q 軸入力電圧からの影響を受けず d 軸入力電圧の影響を受ける d 軸偏差信号と、モータへの d 軸入力電圧からの影響を受けず q 軸入力電圧の影響を受ける q 軸偏差信号を算出する非干渉手段と、

得られた d 軸偏差信号と、q 軸偏差信号に基づいて、これら d 軸偏差信号、q 軸偏差信号が 0 になるようにインバータを制御する制御手段と、

を有することを特徴とするモータ駆動回路。

【請求項 4】 請求項 3 に記載の回路において、

前記非干渉手段は、下式に応じて算出した x_d を d 軸偏差信号、 x_q を q 軸偏差信号として出力することを特徴とするモータ駆動回路。

【数 2】

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & \omega L_q \\ -\omega L_d & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dr} - i_d \\ i_{qr} - i_q \end{pmatrix} \quad \cdots(2)$$

ここで、 i_d ：d 軸電流、 i_q ：q 軸電流、 i_{dr} ：d 軸電流指令値、 i_{qr} ：q 軸電流指令値、 L_d ：モータの d 軸インダクタンス、 L_q ：モータの q 軸インダクタンス、 R ：モータの抵抗値、 ω ：モータのロータ角速度、 x_d ：非干渉化器の d 軸偏差出力、 x_q ：非干渉化器の q 軸偏差出力である。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は、 d 軸制御と q 軸制御を独立して行える非干渉化を行うモータ駆動回路に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

従来より、モータの制御として、ベクトル制御が知られており、このベクトル制御では、モータ駆動電流を励磁電流成分である d 軸電流とトルク電流である q 軸電流に分けて制御を行う。

【 0 0 0 3 】

さらに、モータの回転制御において、モータの出力電流を検出し、これをフィードバック制御することが行われており、この制御の際に出力電流と、モータへの入力電圧とを非干渉化する非干渉化器が設けられる。

【 0 0 0 4 】

すなわち、従来のモータの制御回路においては、図 4 に示すように、モータ 20 の出力電流が電流検出器 22 において検出される。モータ 20 は三相の永久磁石モータであり、ステータの三相コイルに三相交流電流が供給され回転される。電流検出器 22 は、各相のコイルの電流を検出し、これをロータの永久磁石が作る磁束と同期して回転しかつ磁束と同一方向を d 軸と、この d 軸に直交する方向を q 軸とした $d - q$ 軸座標系における電流に変換する。この d 軸電流（励磁電流成分）を i_d 、 q 軸電流（トルク電流成分）を i_q とする。

【 0 0 0 5 】

検出した d 軸電流 i_d 、 q 軸電流 i_q は、演算器 10 に供給される。この演算器 10 には、 d 軸及び q 軸の電流指令値が供給されており、ここで d 軸及び q 軸の検出電流と、指令値の偏差が演算器 10 で求められる。

【 0 0 0 6 】

そして、この偏差に基づいて電流制御器 12 が電圧制御値を発生する。この電圧制御値は d 軸及び q 軸についてのものであり、電流指令と検出電流値の偏差を解消するためのものである。

【0007】

一方、モータの検出電流 i_d 、 i_q は、非干渉化器 14 にも供給される、非干渉化器 14 は所定の演算を行い、 d 、 q 軸電圧に相当する電圧 v_d （アップパーバー）、 v_q （アップパーバー）を出力する。そして、これら v_d （アップパーバー）、 v_q （アップパーバー）が演算器 16 に供給され、電流制御器 12 からの偏差分の電圧指令値 u_d 、 u_q と加算され、電圧指令値は、 d 、 q 軸に関して非干渉化されている。なお、非干渉化器は後述する式（4）で示される。

【0008】

そして、演算器 16 で得られた d 、 q 軸の電圧指令値は 3 相変換器 24 において UVW の 3 相の交流電圧指令値に変換され、これがインバータ 18 に供給される。インバータ 18 では、交流電圧指令値と搬送波（三角波）に基づいて、PWM 制御により、スイッチングトランジスタを制御し、モータ 20 の各相の端子電圧を決定する。

【0009】

ここで、モータ 20 は、式（3）、非干渉化器 14 は、式（4）で表される。

【0010】

【数 3】

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R/L_d & \omega L_q/L_d \\ -\omega L_d/L_q & -R/L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 \\ \omega \Phi/L_q \end{pmatrix} \quad \dots(3)$$

ここで、 i_d ： d 軸電流、 i_q ： q 軸電流、 v_d ： d 軸電圧（モータに実際に加わる電圧）、 v_q ： q 軸電圧（モータに実際に加わる電圧）、 L_d ： d 軸インダクタンス、 L_q ： q 軸インダクタンス、 R ：抵抗値、 ω ：ロータ角速度、 Φ ：磁石による鎖交磁束数である。

【0011】

【数 4】

$$\begin{pmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 & \omega L_q \\ -\omega L_d & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega \Phi \end{pmatrix} \quad \dots(4)$$

電圧指令値 v_d (アッパーバー)、 v_q (アッパーバー) を UVW の 3 相に変換した u_u 、 u_v 、 u_w の大きさが、インバータが与えられる電圧の大きさ以内なら、一般に電圧指令値 v_d (アッパーバー)、 v_q (アッパーバー) と実際にモータに供給される電圧値 v_d 、 v_q とは等しいと見なすことができ、電圧指令値 u_d 、 u_q を入力と考えた非干渉化器、モータとインバータなどからなるシステムは式 (5) で表すことができる。

【0012】

【数5】

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R/L_d & 0 \\ 0 & -R/L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad \dots(5)$$

このように、非干渉化器 14 によって得られる u_d 、 u_q は、それぞれ i_d 、 i_q に依存するが i_q 、 i_d には依存しない。すなわち、モータの駆動制御として、 d 軸制御と q 軸制御を独立して行えることになる。

【0013】

モータの制御において、速度起電力に対応する項が干渉項となっており、非干渉化器 14 は、その速度起電力をうち消すための処理を行うものである。

【0014】

このようにして、非干渉化器 14 を用いることで、電圧指令において非干渉化が行える。特に、この非干渉化方法によれば、非干渉化項がないことにより、1 入力 1 出力システムとして制御対象を扱え、制御系設計が容易になる。また、モータでは、干渉項によりモータ回転周波数近傍に共振が生じているが、非干渉化により共振を除去でき、共振周波数以外で制御性能を向上できるというメリットも得られる。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、この非干渉化器は上述のように、電圧指令値 v_d (アッパーバー)、 v_q (アッパーバー) を UVW の 3 相に変換した u_u 、 u_v 、 u_w の大きさが、

インバータが与えられる電圧の大きさ以内という前提条件においてなされている。

【0016】

一方、現実のモータにおいてはインバータが与えられる電圧は、インバータに電圧を供給する電源に制約される。特に電気自動車では、電源にバッテリーを利用しており、バッテリー電圧で、インバータが与えられる電圧が決まる。そのため、電圧指令値 v_d (アッパーバー)、 v_q (アッパーバー) の大きさが大きくなり、これらを UVW の 3 相に変換した u_u 、 u_v 、 u_w の大きさが電源電圧 (大きさを V_{max}) 以上になると、瞬時瞬時で電圧指令値 v_d (アッパーバー)、 v_q (アッパーバー) と等しい実際にモータに供給される電圧値 v_d 、 v_q を実現することはできず、なにがしかの非線形補償が必要となる。たとえば、その非線形補償を $v_d = f_d(v_d(\text{アッパーバー}), V_{max})$ 、 $v_q = f_q(v_q(\text{アッパーバー}), V_{max})$ とする。

【0017】

この場合、前述の前提条件が満たされず、電圧指令値 v_d (アッパーバー)、 v_q (アッパーバー) と実際にモータに供給される電圧値 v_d 、 v_q とは等しいと見なすことができず、電圧指令値 u_d 、 u_q を入力と考えた非干渉化器、モータとインバータなどからなるシステムは、前述の非干渉化器では、従来例 (式 (5)) のような非干渉化されたシステムとして考えることができない。図 5 に、従来例において、前述の非干渉化の条件を満たさないときの、 i_d 、 i_q の例を示す。このように、モータ電流 i_d 、 i_q は、干渉項の存在により振動してしまう。

【0018】

本発明は、上記の課題に鑑みなされたものであり、電圧値 V_{max} が電圧指令値 u_u 、 u_v 、 u_w を下回る状況が生じて、非干渉化を実質的に行うことができるモータ駆動回路を提供することを目的とする。

【0019】

【課題を解決するための手段】

本発明は、入力される電圧指令値に応じて、永久磁石モータへの供給電流を生

成するインバータと、モータの駆動電流を検出するモータ駆動電流検出手段と、検出したモータ駆動電流から励磁電流成分である d 軸電流と、トルク成分である q 軸成分を検出する電流検出手段と、検出した d 軸電流と、 q 軸電流と、これら d 軸電流と q 軸電流の指令値との d 軸電流偏差と、 q 軸電流偏差を算出する電流偏差算出手段と、得られた d 軸電流偏差と、 q 軸電流偏差とに基づいて、モータへの q 軸入力電圧からの影響を受けず d 軸入力電圧の影響を受ける d 軸偏差信号と、モータへの d 軸入力電圧からの影響を受けず q 軸入力電圧の影響を受ける q 軸偏差信号を算出する非干渉手段と、得られた d 軸偏差信号と、 q 軸偏差信号に基づいて、これら d 軸偏差信号、 q 軸偏差信号が 0 になるようにインバータを制御する制御手段と、を有することを特徴とする。

【 0 0 2 0 】

また、前記非干渉手段は、後述する式 (6)、(7) に応じて算出した x_d を d 軸偏差信号、 x_q を q 軸偏差信号として出力することが好適である。

【 0 0 2 1 】

このように、本発明によれば、非干渉化手段によって、モータへの q 軸入力電圧からの影響を受けず、 d 軸入力電圧の影響を受ける d 軸偏差信号と、 d 軸入力電圧からの影響を受けず、 q 軸入力電圧の影響を受ける q 軸偏差信号を算出する。従って、モータへの実際の入力電圧と、非干渉化手段の出力の間が非干渉化されるため、従来のような電圧指令値 v_d (アッパーバー)、 v_q (アッパーバー) を UVW の 3 相に変換した u_u 、 u_v 、 u_w の大きさが、インバータが与えられる電圧の大きさ以内という仮定が不要となり、この条件が成立しない範囲でも非干渉が行える。

【 0 0 2 2 】

また、本発明は、入力される電圧指令値に応じて、永久磁石モータへの供給電流を生成するインバータと、モータの駆動電流を検出するモータ駆動電流検出手段と、検出したモータ駆動電流から励磁電流成分である d 軸電流と、トルク成分である q 軸成分を検出する電流検出手段と、検出した d 軸電流と、 q 軸電流と、これら d 軸電流と q 軸電流の指令値との d 軸電流偏差と、 q 軸電流偏差を算出する電流偏差算出手段と、得られた d 軸電流偏差と、 q 軸電流偏差とに基づいて、

低周波領域において、モータへの q 軸入力電圧からの影響を受けず d 軸入力電圧の影響を受ける d 軸偏差信号と、モータへの d 軸入力電圧からの影響を受けず q 軸入力電圧の影響を受ける q 軸偏差信号を算出する非干渉手段と、得られた d 軸偏差信号と、 q 軸偏差信号に基づいて、これら d 軸偏差信号、 q 軸偏差信号が 0 になるようにインバータを制御する制御手段と、を有することを特徴とする。

【 0 0 2 3 】

また、前記非干渉手段は、後述する式 (1 2) に応じて算出した x_d を d 軸偏差信号、 x_q を q 軸偏差信号として出力することが好適である。

【 0 0 2 4 】

このように、非干渉化手段は、得られた d 軸電流偏差と、 q 軸電流偏差とに基づいて、低周波領域において、モータへの q 軸入力電圧からの影響を受けず d 軸入力電圧の影響を受ける d 軸偏差信号と、モータへの d 軸入力電圧からの影響を受けず q 軸入力電圧の影響を受ける q 軸偏差信号を算出する。従って、低周波領域という限定はつくが、比較的容易な計算により実質的な非干渉化が行える。

【 0 0 2 5 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施形態について、図面に基づいて説明する。

【 0 0 2 6 】

図 1 は、実施形態の構成を示すブロック図である。モータ 2 0 の各相のモータ電流は、 i_d : d 軸電流、 i_q : q 軸電流として検出され、演算器 1 0 に供給される。演算器 1 0 は、外部のマイコンなどから供給される電流指令 i_{dr} 、 i_{qr} が供給されており、この電流指令 i_{dr} 、 i_{qr} と、検出モータ電流値 i_d 、 i_q の偏差 ($i_{dr} - i_d$)、($i_{qr} - i_q$) を算出する。そして、この偏差が非干渉化器 3 0 に供給される。そして、非干渉化器 3 0 は、供給される偏差に基づき、非干渉化した d 軸電流に相当する偏差出力 x_d と、 q 軸電流に相当する偏差出力 x_q を算出出力する。

【 0 0 2 7 】

そして、この非干渉化器 3 0 の偏差出力 x_d 、 x_q は電流制御器 3 2 に供給され、この電流制御器 3 2 は、この偏差出力 x_d 、 x_q が 0 になるように、電圧指

令値 $v_d(-)$ 、 $v_q(-)$ を演算算出し、3相変換器24で3相の指令に変換した後インバータ18に供給する。これによって、インバータ18が偏差出力 x_d 、 x_q が0になるように制御される。すなわち、インバータ18内のスイッチングトランジスタのオンオフを制御して、所定の電流が三相のモータ20の各相に順次供給されるようにする。そして、モータ端子電圧は、インバータのスイッチングトランジスタのデューティ比を電流制御器32からの制御信号と前述の非線形関数に応じて制御するPWM制御により達成される。

【0028】

このようにして、インバータ18からの駆動電流がモータ20に供給され、モータ20が入力された電流指令 i_{dr} 、 i_{qr} に基づいて制御される。特に、本実施形態においては、電流偏差について非干渉化器30において、非干渉化し、偏差出力 x_d 、 x_q を得る。この x_d 、 x_q は互いに独立（干渉しない）であり、それぞれ独立に制御することができる。

【0029】

「第1実施形態」

ここで、非干渉化器30の内容について説明する。非干渉化器30は、次の式(6) (7) で表される処理を行う。

【0030】

【数6】

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R - \omega_d L_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R - \omega_d L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j_d \\ j_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \omega_d L_d & 0 \\ 0 & \omega_d L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dr} - i_d \\ i_{qr} - i_q \end{pmatrix} \quad \dots(6)$$

【数7】

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} j_d \\ j_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\omega_d & 0 \\ 0 & -\omega_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j_d \\ j_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \omega_d & 0 \\ 0 & \omega_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dr} - i_d \\ i_{qr} - i_q \end{pmatrix} \quad \dots(7)$$

ここで、 i_d : d軸電流、 i_q : q軸電流、 i_{dr} : d軸電流指令値、 i_{qr}

： q 軸電流指令値、 v_d ： d 軸電圧（モータに実際に加わる電圧）、 v_q ： q 軸電圧（モータに実際に加わる電圧）、 L_d ： d 軸インダクタンス、 L_q ： q 軸インダクタンス、 R ：抵抗値、 ω ：ロータ角速度、 Φ ：磁石による鎖交磁束数、 x_d ：非干渉化器の d 軸偏差出力、 x_q ：非干渉化器の q 軸偏差出力、 j_d ：非干渉化器の d 軸状態量、 j_q ：非干渉化器の q 軸状態量、 ω_d ：係数である。

【0031】

このような式（6）及び式（7）により、電流偏差（ $i_{dr} - i_d$ ）、（ $i_{qr} - i_q$ ）が偏差出力 x_d 、 x_q に変換される。

【0032】

この偏差出力 x_d 、 x_q を上述の式（3）のモータの式に当てはめることによって、偏差出力 x_d 、 x_q が非干渉化されていることがわかる。これについて以下に説明する。

【0033】

まず、式（3）のモータの式をラプラス変換すると、式（8）となる。なお、式（3）の右辺第3項は、除いてある。

【0034】

【数8】

$$X = \frac{1}{\left(\frac{R^2}{LdLq} + \omega^2\right) + \left(\frac{R}{Ld} + \frac{R}{Lq}\right)s + s^2} \begin{pmatrix} \frac{R}{Lq} + s & \frac{Lq}{Ld}\omega \\ -\frac{Ld}{Lq}\omega & s + \frac{R}{Ld} \end{pmatrix} V$$

ただし、 $X = \mathcal{L}\left(\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}\right)$ 、 $V = \mathcal{L}\left(\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix}\right)$ 、 $\mathcal{L}()$ ：ラプラス変換である。…(8)

一方、非干渉化器の式（4）をラプラス変換すると、式（9）となる。

【0035】

【数 9】

$$\bar{X} = \begin{pmatrix} R - \omega d L d & -\omega L q \\ \omega L d & R - \omega d L q \end{pmatrix} \frac{-\omega d}{s + \omega d} X - \begin{pmatrix} \omega d L d & 0 \\ 0 & \omega d L q \end{pmatrix} X$$

$$\text{ただし } \bar{X} = \mathcal{L} \begin{pmatrix} X_d \\ X_q \end{pmatrix} \quad \dots(9)$$

なお、 $i d r$ 、 $i q r$ は、非干渉化には関係ないため、0とした。

【0036】

式(8)、式(9)から式(10)が導かれる。

【0037】

【数 10】

$$\bar{X} = \left\{ \begin{pmatrix} R - \omega d L d & -\omega L q \\ \omega L d & R - \omega d L q \end{pmatrix} \frac{-\omega d}{s + \omega d} - \begin{pmatrix} \omega d L d & 0 \\ 0 & \omega d L q \end{pmatrix} \right\} \\ \frac{1}{D(s)} \begin{pmatrix} R/Lq + s & \frac{Lq}{Ld} \omega \\ -\frac{Ld}{Lq} \omega & s + R/Ld \end{pmatrix} t$$

$$\text{ただし } D(s) = \left(\frac{R^2}{LdLq} + \omega^2 \right) + \left(\frac{R}{Ld} + \frac{R}{Lq} \right) s + s^2 \quad \dots(10)$$

式(10)を整理すると、式(11)のようになる。

【0038】

【数 11】

$$\begin{aligned}
\bar{X} &= \left\{ \begin{pmatrix} -\omega d R + \omega d^2 L d & + \omega \omega d L q \\ -\omega \omega d L d & -\omega d R + \omega d^2 L q \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \omega d L d s + \omega d^2 L d & 0 \\ 0 & \omega d L q s + \omega d^2 L q \end{pmatrix} \right\} \\
&\quad \frac{1}{s + \omega d} \cdot \frac{1}{D(s)} \cdot \begin{pmatrix} R/Lq + s & Lq/Ld \omega \\ -Ld/Lq \omega & s + R/Ld \end{pmatrix} V \\
&= \begin{pmatrix} -(R + Lds) \left(R/Lq + s \right) - \omega Lq Lq/Ld \omega & -(R + Lds) Lq/Ld \omega + \omega Lq \left(s + R/Ld \right) \\ -\omega Ld \left(R/Lq + s \right) + (R + Lqs) \left(Lq/Ld \omega \right) & -\omega Ld Lq/Ld \omega - (R + Lqs) \left(s + R/Ld \right) \end{pmatrix} \\
&\quad \frac{\omega d}{D(s)(s + \omega d)} V \\
&= \begin{pmatrix} -Ld \left\{ \left(\frac{R^2}{LdLq} + \omega^2 \right) + \left(\frac{R}{Ld} + \frac{R}{Lq} \right) s + s^2 \right\} & 0 \\ 0 & -Lq \left\{ \left(\omega^2 + \frac{R^2}{LdLq} \right) + \left(\frac{R}{Ld} + \frac{R}{Lq} \right) s + s^2 \right\} \end{pmatrix} \\
&\quad \frac{1}{D(s)} \cdot \frac{\omega d}{s + \omega d} V \\
&= \begin{pmatrix} -Ld D(s) & 0 \\ 0 & -Lq D(s) \end{pmatrix} \frac{1}{D(s)} \cdot \frac{\omega d}{s + \omega d} V \\
&= \begin{pmatrix} -Ld \frac{1}{s/\omega d + 1} & 0 \\ 0 & -Lq \frac{1}{s/\omega d + 1} \end{pmatrix} V \quad \dots(11)
\end{aligned}$$

このように、X (－) と V 間が非干渉化されている。すなわち、 x_d 、 x_q はそれぞれ v_d 、 v_q に依存するが、 v_q 、 v_d には依存しない。

【0039】

図2は、本実施形態において、電圧飽和領域（電圧指令が最大電圧以上となる領域）において、制御を行った例である。このように、非干渉化が行えているため、モータ電流 i_d 、 i_q が指令に追従して制御されることがわかる。なお、図中破線が指令電流値であり実線が実際のモータ電流値である。

【0040】

「第2実施形態」

また、非干渉化器30として、次の式(12)の構成をとることもできる。

【0041】

【数12】

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & \omega L_q \\ -\omega L_d & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dr} - i_d \\ i_{qr} - i_q \end{pmatrix} \quad \dots(12)$$

このように、第2実施形態においては、干渉項は残っている。しかし、 $x_d = R(i_{dr} - i_d) + \omega L_q(i_{qr} - i_q)$ 、 $x_q = -\omega L_d(i_{dr} - i_d) + R(i_{qr} - i_q)$ であり、同軸の電流偏差については抵抗Rが乗算され、他軸の電流偏差については角速度及びインダクタンスが乗算されている。従って、低周波数については、他軸の電流偏差の影響が小さくなる。

【0042】

そして、一般的なモータ22の物理諸元、ロータ回転速度を勘案すると、実質的な非干渉化を達成することができる。

【0043】

図3に、第1及び第2実施形態の装置において、制御した場合における周波数依存性を示す。図中実線が第1実施形態、破線が第2実施形態を示しており、左図は縦軸はV_d、V_qからX_d間での伝達関数の大きさ(単位:dB)、右図縦軸はV_d、V_qからX_qまでの伝達関数の大きさ(単位:dB)を示している。このように、100Hz以下の領域では、第1実施形態及び第2実施形態とも好適な制御が行えることがわかる。

【0044】

なお、図3には、干渉項の周波数依存性についても併せて破線で示しており、100Hz以上の領域において、第2実施形態では、干渉項の影響が生じていることが分かる。

【0045】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、非干渉化手段によって、モータへの q 軸入力電圧からの影響を受けず、 d 軸入力電圧の影響を受ける d 軸偏差信号と、 d 軸入力電圧からの影響を受けず、 q 軸入力電圧の影響を受ける q 軸偏差信号を算出する。従って、モータへの実際の入力電圧と、非干渉化手段の出力の間が非干渉化されるため、入力電圧が飽和するような条件でも非干渉化が行える。

【0046】

また、非干渉化手段は、得られた d 軸電流偏差と、 q 軸電流偏差とに基づいて、低周波領域において、モータへの q 軸入力電圧からの影響を受けず d 軸入力電圧の影響を受ける d 軸偏差信号と、モータへの d 軸入力電圧からの影響を受けず q 軸入力電圧の影響を受ける q 軸偏差信号を算出することで、低周波領域という限定はつくが、比較的容易な計算により実質的な非干渉化が行える。

【図面の簡単な説明】

【図1】 実施形態の構成を示すブロック図である。

【図2】 第1実施形態の d 軸電流 i_d 、 q 軸電流 i_q の特性を示す図である。

【図3】 第1及び第2実施形態における非干渉化の特性を示す図である。

【図4】 従来例の構成を示すブロック図である。

【図5】 従来例の d 軸電流 i_d 、 q 軸電流の特性を示す図である。

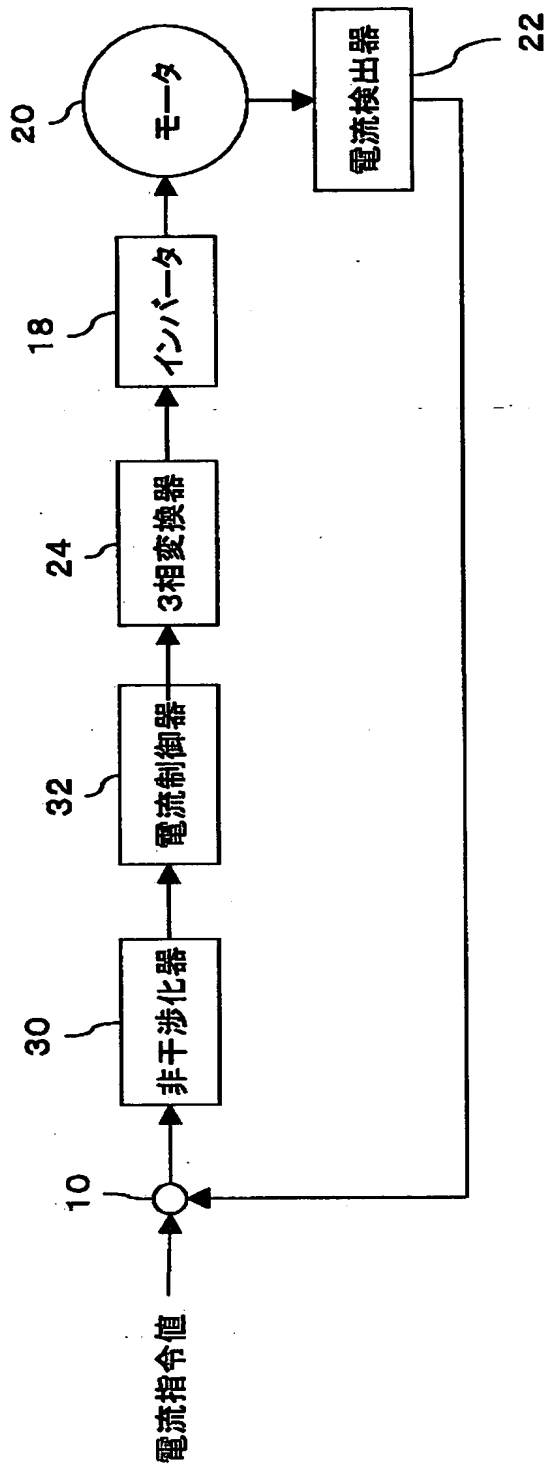
【符号の説明】

10 演算器、30 非干渉化器、32 電流制御器、18 インバータ、20 モータ、22 電流検出器。

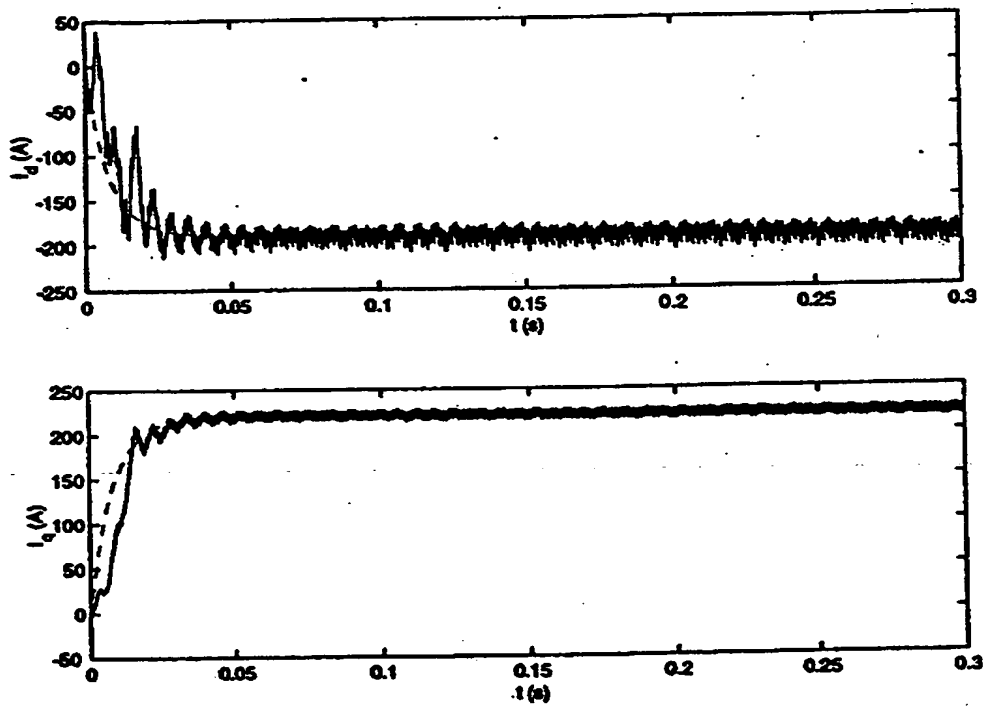
【書類名】

図面

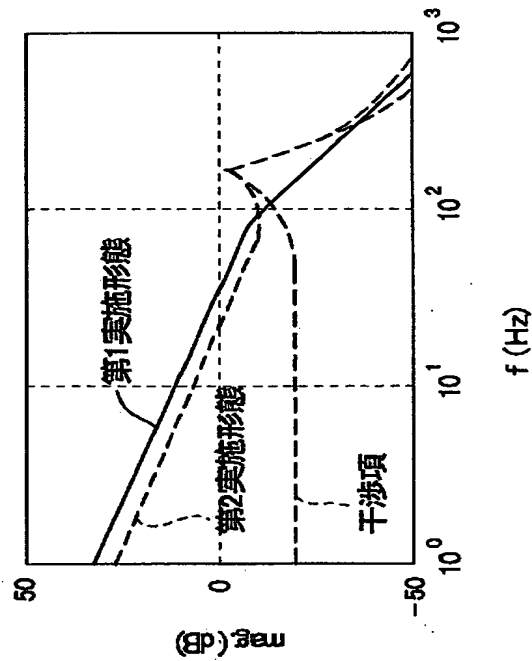
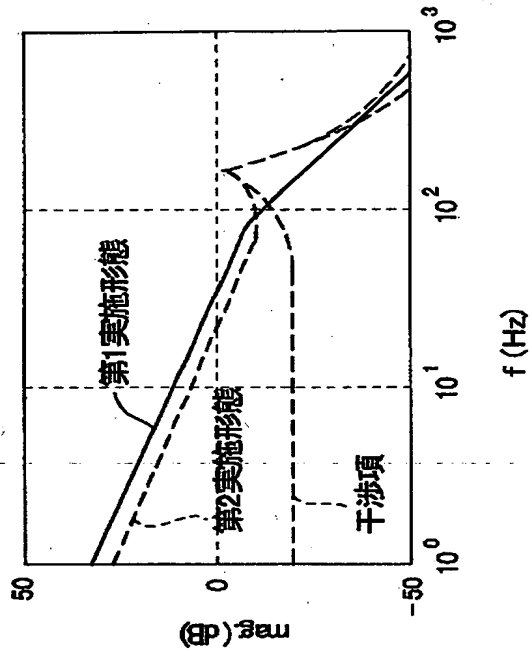
【図 1】



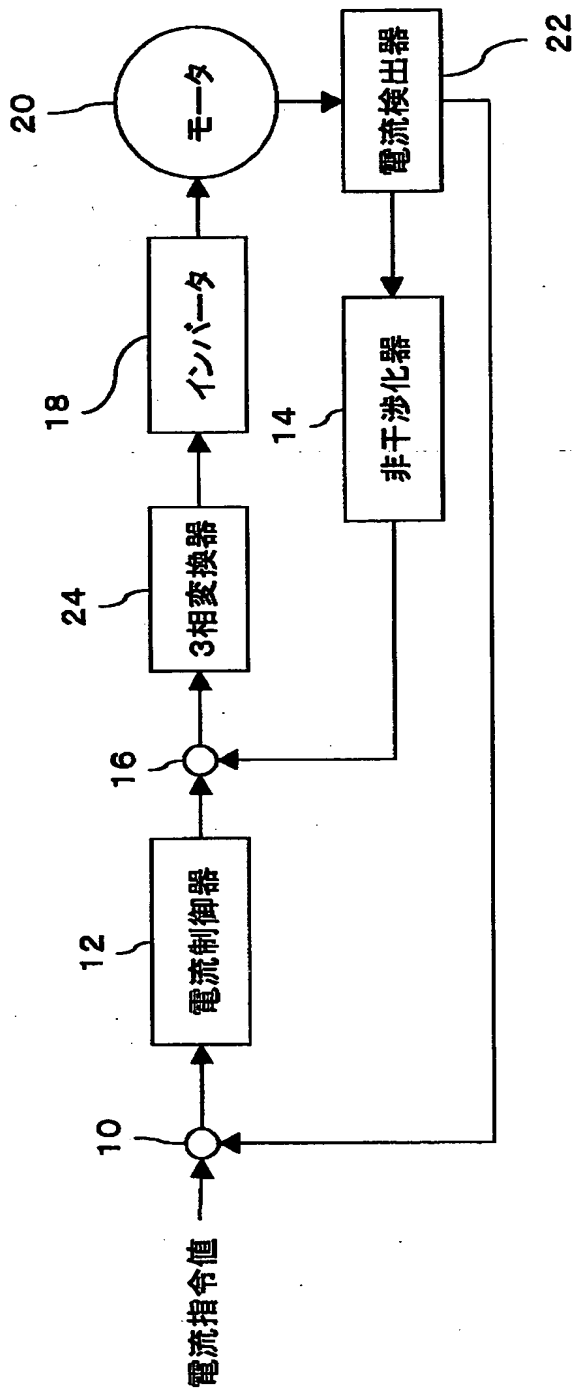
【図2】



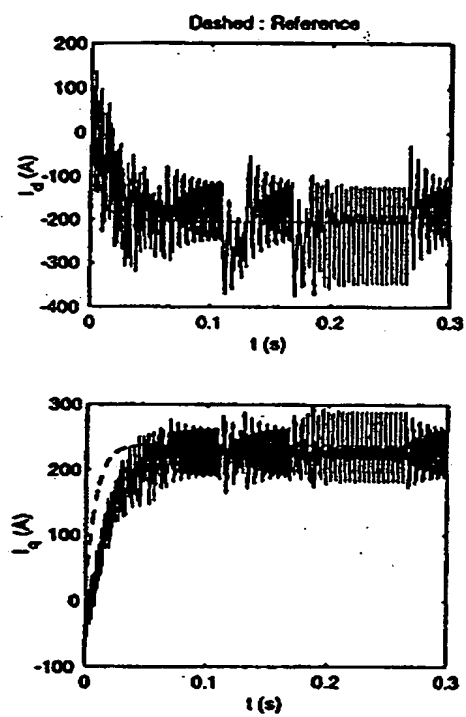
【図3】



【図4】



【図 5】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 モータ入力電圧が飽和しても非干渉化を行う。

【解決手段】 演算器 1 0 において検出した電流と電流指令値の偏差を求める。
非干渉化器 3 0 は、得られた d 軸電流偏差と、q 軸電流偏差とに基づいて、モータへの q 軸入力電圧からの影響を受けず d 軸入力電圧の影響を受ける d 軸偏差信号と、モータへの d 軸入力電圧からの影響を受けず q 軸入力電圧の影響を受ける q 軸偏差信号を算出する。そして、この偏差信号が 0 になるように電流制御器 3 2 がインバータ 1 8 を制御する。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000003609]

1. 変更年月日 1990年 9月 6日

[変更理由] 新規登録

住 所 愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番地の1
氏 名 株式会社豊田中央研究所

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000003207]

1. 変更年月日	1990年 8月27日
[変更理由]	新規登録
住 所	愛知県豊田市トヨタ町1番地
氏 名	トヨタ自動車株式会社